論文2000-37TC-11-3

HBT 소신호 Hybrid-P 모델의 베이스-컬렉터 분포 성분 직접 추출방법

(Direct extraction method for base-collector distributed components of HBT small-signal hybrid-p model)

徐 暎 錫 *, 石 殷 永 *, 金 基 采 *, 朴 容 完 *

(Youngsuk Suh, Eunyoung Seok, Ki-Chai Kim, and Youngwan Park)

요 약

HBT의 하이브리드 파이 등가회로모델에 대한 새롭고 안정적인 파라메터 추출방법을 제안한다. 측정된 S-파라메터로부터 베이스 내부 저항을 정확히 계산 할 수 있는 식이 유도 되었으며 이 식은 외부 접근 인덕턴스의 값에 크게 민감하지 않다. 이를 기반으로 다른 파라메터를 위한 6 개의 해석적 표현식이 개발되었고 하이브리드 파이 등가회로 모델링을 위한 이 식들은 안정적이고 빠르며 신뢰성 있는 파라메터 추출을 가능케한다.

Abstract

A novel and robust direct parameter extraction method for hybrid-p equivalent circuit model of HBT is proposed. A new expression that can accurately resolve the base internal resistance from the measured S-parameters is derived, and it is not sensitive to the values of parasitic access inductance values. Based on the expression, six analytical expressions for the other parameters is developed and these expressions for hybrid-p equivalent circuit modeling ensure robust, fast, and reliable parameter extraction.

Ⅰ. 서 론

HBT(Heterojunction Bipolar Transistor)는 대부분의 CDMA 방식의 휴대전화기의 송신 모듈로 사용되고 있고 GSM 방식의 휴대전화기 모듈에도 점차 사용되고 있다. HBT는 GaAs MESFET에 비해서 한 개의 바이어스 전압으로 회로를 동작시킬 수 있고, 선형성이 우수하며, 같은 전력을 내는 경우 소자의 크기가 작다는 장점이 있다. 이러한 HBT를 이용한 MMIC 설계를 위해 정확한 모델이 필요하며 이 논문은 HBT의 소신호 모델링에 관한 것이다.

* 正會員, 嶺南大學校 電子情報工學部
(School of EECS, Yeungnam University)
接受日字:2000年8月16日, 수정완료일:2000年10月30日

소신호 모델 파라메터를 추출하는 방법에는 직접추출법, 최적화를 이용한 방법, 측정용 패턴을 이용한 방법이 있다. 이중 직접 추출법은 계산시간이 빠르고, 최적화 방법시 발생하는 초기조건 의존성이 없고, 시험용 패턴이 필요 없다는 장점이 있다. 여러 저자들이 직접 추출법에 대해서 연구했으나 대부분 T 등가 회로에 관한 것이고[1-4] 소수의 저자만 Hybrid-p 등가회로에 대해서 다루고 있다[4]. Hybrid-p 등가 회로는 T등가 회로와는 달리 Gummel-Poon 대신호 모델에 부합되는 소신호 모델이다. Gummel-Poon 대신호 모델은 마이크로파 CAD 도구에 가장 많이 사용되는 바이폴라 모델이다. 따라서, 대신호 모델에 적용할 때 Hybrid-p 형태의 소신호 모델은 T 모델에 비해 더욱 유용하게 쓰일 수 있다.

HBT의 내부 등가회로(Internal equivalent circuit)에 대한 소신호 모델링 과정 중 베이스-컬렉터 분포 저항

과 케페시턴스를 구하는 과정이 가장 중요하며 이 요소들이 정확히 계산되면 그림 1의 커널 등가회로(kernal equivalent circuit)의 파라메터들은 쉽게 계산될 수 있다. 이 논문은 Hybrid-p 형태의 HBT 소신호 모델에 대한 베이스-켈렉터 사이의 분포 저항과 케페시턴스의 정확한 추출에 관한 것이며 이를 이용한 소신호 모델링에 관한 것이다.

Ⅱ. 파라메터 추출 방법

1. 접근 성분의 추출

그림 1은 다루고자 하는 HBT의 전형적인 Hybrid-p 소신호 등가 회로 모델이다. 계산상의 편의를 위하여 그림 1의 회로를 "전체등가회로"([Z_t]), "내부등가회로"([Z_i]), "커널등가회로"([Z_k])로 나누었다.

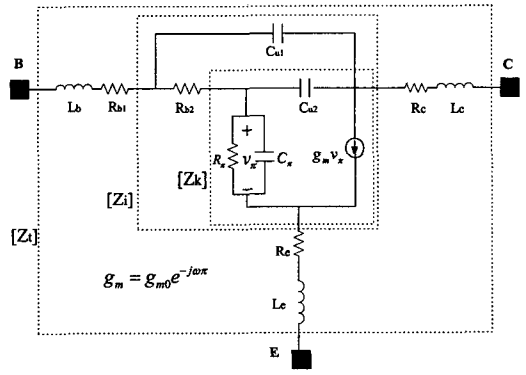


그림 1. HBT의 하이브리드 파이 소신호 등가회로
Fig. 1. Hybrid-π small signal equivalent circuit for HBT.

회로망 분석기로 측정된 HBT의 S-파라메터는 Z-파라메터로 바뀌어 질 수 있고, 측정된 전체 HBT의 Z-파라메터([Z_t])는 내부등가회로의 Z-파라메터([Z_i])와 연결 회로소자(access terms) 의 항으로 표시될 수 있다.

$$Z_{t11} = Z_{i11} + R_{b1} + jwL_b + R_e + jwL_e \quad (1)$$

$$Z_{t12} = Z_{i12} + R_e + jwL_e \quad (2)$$

$$Z_{t21} = z_{i21} + R_e + jwL_e \quad (3)$$

$$z_{t22} = z_{i22} + R_c + jwL_c + R_e + jwL_e \quad (4)$$

여기서 Z_{t11}등은 측정된 전체 Z파라메터 [Z_t]의 각각의 요소이고 L_b, L_e, L_c, R_{b1}, R_e, R_c는 각각 베이스 에미터 컬렉터의 접근(Access)인덕턴스 및 저항을 의미한다. 접근 저항과 인덕턴스(L_b, L_e, L_c, R_{b1}, R_e, R_c)는 소자의 바이어스 상태와 상관이 없다고 가정하며 참고 문헌[5]에 있는 방법을 이용해서 구했다. 이 방법은 베이스-컬렉터 접합부와 베이스-에미터 접합부을 동시에 강하게 포화시키면 충분히 높은 주파수에서 접근 인덕턴스 및 저항을 제외한 내부등가회로는 모두 단락 된다고 생각할 수 있고 접근 저항과 인덕턴스를 쉽게 구할 수 있다. 포화영역에서 구한 접근저항과 인덕턴스를 위의 식 (1)~(4)에 적용시키면 내부등가회로의 Z-파라메터 (z_{i11}, z_{i12}, z_{i21}, z_{i22})의 값을 구할 수 있고 정상활성바이어스지점(Normal Active Bias Point)에서의 내부 등가회로 파라메터를 구하는데 사용될 수 있다.

2. 베이스 내부저항의 추출

앞 절에서 언급한 방법으로 정상활성영역(normal active region)에서 측정한 Z-파라메터[Z_t]에서 접근 인덕턴스와 저항을 제거하면 내부등가회로의 Z-파라메터 (z_{i11}, z_{i12}, z_{i21}, z_{i22})의 값을 구할 수 있다. 내부등가회로의 Z-파라메터는 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$z_{i11} = \frac{R_{b2}X_{u1}}{R_{b2}+X_{u1}+X_{u2}} + \frac{R_{b2}X_{u2}}{(1+g_mZ_\pi)(R_{b2}+X_{u1}+X_{u2})} + \frac{Z_\pi}{1+g_mZ_\pi} \quad (5)$$

$$z_{i12} = \frac{R_{b2}X_{u2}}{(1+g_mZ_\pi)(R_{b2}+X_{u1}+X_{u2})} + \frac{Z_\pi}{1+g_mZ_\pi} \quad (6)$$

$$z_{i21} = \frac{R_{b2}X_{u2} - g_mZ_\pi X_{u1}X_{u2}}{(1+g_mZ_\pi)(R_{b2}+X_{u1}+X_{u2})} + \frac{Z_\pi}{1+g_mZ_\pi} \quad (7)$$

$$z_{i22} = \frac{R_{b2}X_{u2} + X_{u1}X_{u2}}{(1+g_mZ_\pi)(R_{b2}+X_{u1}+X_{u2})} + \frac{Z_\pi}{1+g_mZ_\pi} \quad (8)$$

여기서 X_{u1}, X_{u2}, Z_π는 각각 $X_{u1} = 1/(jwC_{u1}), X_{u2} = 1/(jwC_{u2}), Z_\pi = 1/(1/R_\pi + jwC_\pi)$ 이다.

$z_{i11} \sim z_{i22}$를 이용하며 다음식에서 정의된 Z_Q라는 값을 계산할 수 있고 이를 이용하면 내부 베이스 저항을 구할 수 있다. Z_Q는 다음과 같이 정의한다.

$$Z_Q \equiv z_{i11} - z_{i12}\frac{z_{i12} - z_{i21}}{z_{i12} - z_{i22}} \quad (9)$$

측정된 Z_t에서 접근저항과 인덕턴스를 제거하여 구한 [Z_i]로부터 모든 주파수에서 복소수 값을 계산할 수 있다. 위의 식 (9)에 식(5)~(8)을 대입하고 정리하면 다음과 같은 식으로 간략화 된다.

$$Z_Q = \frac{R_{b2}(X_{u1}+X_{u2})}{R_{b2}+X_{u1}+X_{u2}} + Z_\pi = R_{b2}//(X_{u1}+X_{u2}) + R_\pi // X_\pi \tag{10}$$

여기서 X_π는 $1/(jwC_\pi)$이다. 위의 식 Z_Q는 두 항의 임피던스의 합으로 표시됨을 알 수 있다. 하나는 베이스 내부저항과 베이스-컬렉터의 모든 분포 케패시턴스가 병렬연결(//)된 성분이고 ($R_{b2}//(X_{u1}+X_{u2})$), 다른 하나는 베이스-에미터 내부저항(R_π)과 케패시턴스 (X_π)의 병렬연결 성분이다. Z_π는 주파수가 높아지면 C_π에 의한 서셉턴스(suceptance)가 급격히 커지고 허수 부분이 지배적 역할을 한다. 또한 거의 대부분의 주파수 영역에서 R_{b2}의 크기는 $|X_{u1}+X_{u2}|$의 크기에 비해 충분히 크다. 즉 고주파 영역에서 Z_Q는 C_π와 R_{b2}의 성분이 지배적인 역할을 하고, R_{b2}는 고주파영역에서 의 실수부분을 취함으로써 얻을 수 있다.

$$R_{b2} \approx real\left\{ z_{i11} - z_{i12}\frac{z_{i12}-z_{i21}}{z_{i12}-z_{i22}} \right\}_{at\ high\ freq.} \tag{11}$$

위의 식을 유도하기 위하여 사용한 두 가지의 가정에 대한 타당성을 개략적으로 설명하고자 한다. 베이스-에미터 케패시턴스에 의한 어드미턴스의 크기(wC_π)는 대략 $w\tau_t g_m$으로 근사화 될 수 있다[8]. 여기서 τ_t는 트랜지스터의 전송시간(transit time)이고 g_m는 트랜스컨덕턴스이다. g_m은 β/R_π로 근사화 될 수 있다. 여기서 β는 전류이득 이다. 따라서 근사적으로 계산할 때 두 어드미턴스의 크기 비는 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$\frac{wC_\pi}{R_\pi^{-1}} \approx 2\pi f \beta \tau_t \tag{12}$$

이 식은 물론 정확한 식이 아니며 두 값의 비가 얼마나 되는지 근사적으로 계산하기 위해서 사용한 식이다. τ_t대신에 $1/2\pi f_t$를 사용하면 $f=f_t$에서 C_π와 R_π에 의한 컨덕턴스비(ωC_π와 $1/R_\pi$의 크기 비)는 β가 됨을 알 수 있다. 즉 주파수가 높아 짐에 따라 C_π가 주도적 역할을 하며, Z_π의 실수 부분은 빠르게 감소하여 허수부분이 지배적이게 된다.

두번째로 $1/R_{b2}$의 크기가 $1/(X_{u1}+X_{u2})$의 크기에 비해 충분히 크다는 가정을 검토한다. 잘 알려진 $f_{\max}$와 f_t의 관계를 나타내는 식 $f_{\max}=\sqrt{f_t/8\pi R_b C_c}$을 사용하면 $1/R_b$와 ωC_c 사이의 비를 계산할 수 있다[9]. 여기서 C_c는 C_{u1}과 C_{u2}의 합이다.

$$\frac{R_b^{-1}}{\omega C_c} = \frac{4f_{\max}^2}{f_t f} \tag{13}$$

위의 식은 주파수 가 f 작을 때는 의 값이 충분히 에 비해 큼을 알 수 있다. 즉 R_b가 지배적 역할을 한다. 주파수가 증가하면 $1/R_b \gg \omega C_c$의 가정은 점점 나빠지게 된다. 최악의 경우 측정 주파수가 f_t나 $f_{\max}$근처의 영역에까지 갈 때 위의 가정에 대한 타당성을 검토해 본다. 대충 그 크기를 비교하기 위하여 R_b가 R_{b2}라고 가정 하고 (실제로는 $R_b > R_{b2}$이다), f_t와 $f_{\max}$를 같다고 가정하고, 측정주파수를 $f_{\max}$에 두면 위의 비는 4임을 알 수 있다. 즉, $f_{\max}$ 근처에서 적어도 $1/R_b$의 값이 ωC_c에 비해 4배 이상 크다는 것을 알 수 있다. $1/R_b$의 값이 ωC_c의 4배일 때 $real\{R_b//j\omega C_{cright}$의 값은 $0.985R_b$가 된다. 이보다 낮은 주파수에서는 $1/R_b$의 값이 ωC_c에 비해 더욱 크다. 따라서 위의 두 가정은 타당하다. 위의 식 (11)을 실제 측정된 데이터에 적용시켜 보았다. 그림 2에 2×3×20m2 HBT에 대해서 I_c

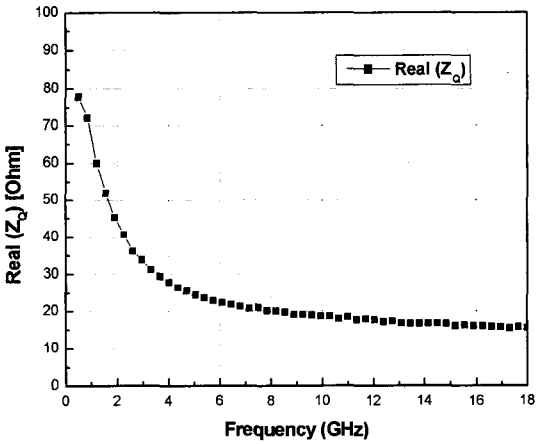


그림 2. AlGaAs/GaAs HBT의 Ic=22.75mA Vce=4v 에서 측정한 S파라메터로 부터구한 Z_Q의 실수 부분(그림 2)

Fig. 2. Real part value of Z_Q from the measured S-parameters of AlGaAs/GaAs HBT at Ic=22.75mA Vce=4V.

=22.75mA와 V_{ce}=4V의 바이어스 지점에서 측정한 S-파라메터로부터 구한 [Z]데이터를 위의 식 (11)에 대입하여 Z_Q의 실수부를 주파수에 따라 나타내었다. 고주파 영역으로 가면서 C_π에 의한 컨덕턴스의 증가로 Z_Q의 실수부는 급격히 감쇠하며 일정한 값에 수렴함을 알 수 있고 이 값이 베이스 내부저항 R_{bi}이다.

기존에 개발된 대부분의 소신호 모델링 방법들은 우선 외부 접근 요소를 구해서 이들 효과를 제거한 데이터로 내부 등가회로를 구한다. 그러나 대부분의 저자들은 그들의 방법을 적용함에 있어서 외부접근 요소제거에 오차가 있을 때 이 오차가 내부 성분추출에 어떤 영향을 주는지에 대해서는 논의하지 않았다. 이러한 영향을 검사하는 것은 모델링 방법을 안전하게 사용할 수 있는지를 결정하는 검사하는 것이므로 중요하다. 위의 식 (11)을 사용할 때 외부 접근 인덕턴스의 오차가 베이스 내부저항 추출에 어떤영향을 주는지를 검사했다. 참고 논문 [2]에서 제안된 방법으로 계산된 베이스, 에미터, 컬렉터 인덕턴스값의 0%, 50%, 100%, 200%를 측정한 Z파라메터 에서 제거하고 실수부의 Z_Q를 계산한 것이 그림 3에 나타내어 있다. 그림 3에서 보는 것처럼 외부 접근 인덕턴스에 민감하지 않음을 알 수 있다.

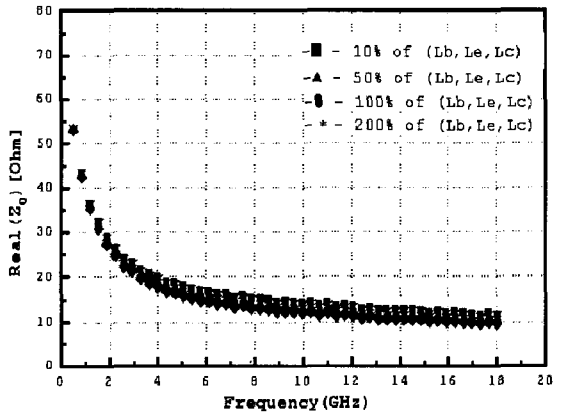


그림 3. 접근인덕턴스의 기준값(Le=5pH, Lb=15pH, Lc=15pH)으로 부터의 변화에 대한 Z_Q의 변화
Fig. 3. Variation of Z_Q with the variation of access inductances from the normal values (Le=5pH, Lb=15pH, Lc=15pH).

3. 베이스 전체저항의 추출

위의 내부 베이스 내부 저항에 관한 식의 베이스 외부저항에 관한 민감도를 계산하고자 한다. 이를 통하여 "외부 베이스 성분 제거(deembedding)"에 오차(error)가 있을 때 추출된 내부 베이스 저항값이 어떻게 달라지는지 알 수 있으며, 전체 베이스 저항(외부베이스저항+내부베이스저항)을 구할 수 있음을 보이고자 한다. 전체 베이스 저항은 HBT를 대신호 모델링 할 때 매우 유용하게 사용될 수 있다. 외부 베이스 저항 제거에 오차가 있으면 (ΔR_{b1}) 추출된 내부 베이스 저항성분에도 오차가 있을 것이다. 식 (1)~(4)를 보면 외부 베이스 저항제거에서 생기는 오차는 모두 z_{i11}에만 전가된다. 오차가 들어있는 z_{i11}을 $z_{i11}\Delta R_{b1}$이라 하면 추출된 저항은 다음과 같은 값을 가질 것이다.

$$real\left\{(z_{i11}+\Delta R_{b1})+\frac{z_{i12}(z_{i12}-z_{i21})}{z_{i22}-z_{i12}}\right\}_{at\ high\ freq.}=R_{b2}+\Delta R_{b1} \tag{14}$$

위의 식은 베이스 외부저항을 (ΔR_{b1})만큼을 덜 제거(deembedding)하면 식(11)을 이용하여 추출된 베이스 내부저항은 실제값 보다 정확히 만큼 증가된 값이 계산된다. 따라서 외부 베이스 저항을 전혀 제거하지 않고 식 (11)을 이용하면 베이스 전체저항 R_{btot}(=R_{b1} +R_{bi})을 구할 수 있고 이는 다음과 같이 표시될 수 있다.

$$R_{btot}\approx real\left\{z_{11t}-(z_{12t}-R_e-jwL_e)\frac{z_{12t}-z_{21t}}{z_{12t}-z_{22t}-R_c-jwL_c}\right\}_{at\ high\ freq.} \tag{15}$$

4. 베이스-컬렉터 케패시턴스 및 내부 파라메터의 추출

베이스 내부저항을 구하고 나면 나머지 내부 파라메터는 쉽게 구해질 수 있다. 베이스-컬렉터 케패시턴스를 구하기 위하여 위의 식 (5)~(8)로부터 다음과 같은 두개의 관계식을 얻을 수 있다.

$$C_{u1}+C_{u2}=\frac{imag\{(z_{i22}-z_{i21})^{-1}\}}{\omega} \tag{16}$$

$$\frac{C_{u2}}{C_{u1}+C_{u2}}=\frac{real\{(z_{i11}-z_{i12})^{-1}\}}{R_{b2}} \tag{17}$$

그림 4는 위의 식(16)와 (17)을 이용해서 계산한 결과를 보여주고 있다. 베이스-컬렉터 전체 케패시턴스의 값은 주파수에 상관없이 134 fF로 일정함을 볼수 있고 케패시턴스의 비는 주파수에 따라 다소 변화함을 볼

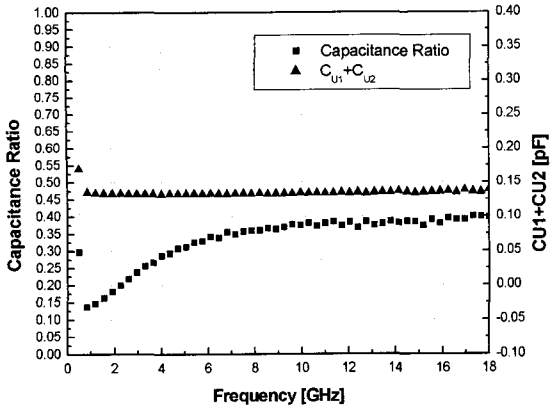


그림 4. 베이스-컬렉터 전체 케페시턴스(Cu1+Cu2)와 케페시턴스비 (Cu2/(Cu1+Cu2))

Fig. 4. Total base-collector capacitance Cu1+Cu2 and capacitance ratio Cu2/(Cu1+Cu2).

수 있다. 케페시턴스의 비를 구하기 위하여 4GHz와 18GHz사이 값들의 평균값을 취했으며 계산된 값은 0.333이다. 계산된 케페시턴스비와 전체 케페시턴스값을 이용하면 각각의 값을 구할 수 있고 그 값들은 44.66fF와 89.33fF이다.

베이스-컬렉터사이의 분포저항과 케페시턴스가 구해지면 나머지 내부 파라메터들은 쉽게 구해질 수 있다. 내부 회로는 정확한 해가 있기 때문이다. 우선 임피던스 매트릭스 [Z_i]를 어드미턴스 매트릭스 [Y_i] (=1/[Z_i])로 바꾸고 성분을 제거 할 수 있고, 이를 다시 임피던스 매트릭스로 바꾸고 성분을 제거할 수 있다. 이런 과정을 통해 커널 등가회로의 임피던스 매트릭스[Z_k]를 구할 수 있고 다음식을 이용하면 나머지 파라메터들을 쉽게 구할 수 있다.

$$g_m = j\omega C_{u2}\frac{z_{k12}-z_{k21}}{z_{k12}} \tag{18}$$

$$z_\pi = \frac{z_{k12}}{jwC_{u2}(z_{k22}-z_{k12})} \tag{19}$$

트랜스컨덕턴스의 크기 (g_{mo}) 와 시간지연 파라메터는 (τ) 위의 식 (18)의 크기와 각도를 계산함으로써 구해질 수 있고 R_π와 C_π는 식 (19)의 어드미턴스 값을 구해서 실수부와 허수부를 취함으로써 계산될 수 있다.

이러한 방법을 $2\times3\times20^2\mu$m AlGaAs/GaAs HBT에 적용하였다. 실제의 HBT를 HP8510C 회로망 분석기로 측정하여 S파라메터를 구했으며 이로부터 추출된 파라메터 값은 각각 L_b=15pH, L_c=15pH, L_e=5pH, R_{b1}=3.45 Ω, R_{b2}=11.5Ω, R_e=1.22Ω, R_c=0.9Ω, C_{u1}=89.33fF, C_{u2}=44.66fF, R_p=41Ω, C_π=2.5pF, g_{mo}=0.81S, τ=1.1ps 이었다. 그림 5는 측정된 값과 모델링된 값을 보여주고 있으며 모델은 측정 데이터를 잘 예측하며 전체의 크기 오차는 3.1%이었다.

위의 식 (12)과 (13)을 통해 가정한 두가지 사실 즉 고주파 영역에서 $R_{b2}\ll(1/(\omega C_{u1})+1/(\omega C_{u2}))$와 $(1/(\omega C_\pi))\ll R_\pi$를 위의 결과 값으로 계산해서 다시 한번 그타당성을 검증해 볼수 있다. 주파수가 18GHZ 일때 위의 두 관계식에 대한 값은 각각 11.5 << 296.94 와 3.53 << 41 로 계산되고 적어도 10배 이상씩 차이가 난다. 따라서 가정이 타당함을 알수 있다.

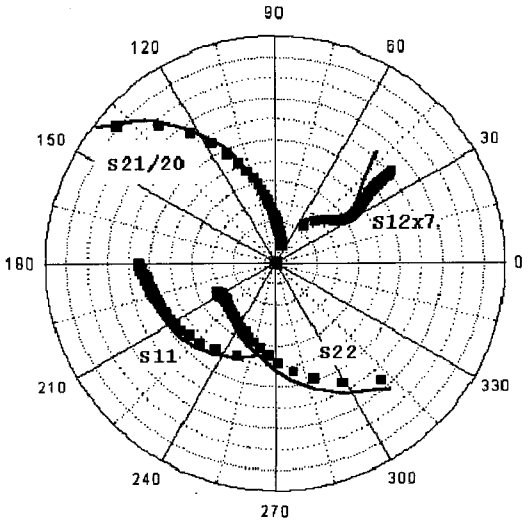


그림 5. $2\times3\times20um^2$-AlGaAs/GaAs HBT의 Ic=22.75 mA, Vce=4V에서의 측정치와 모델링된 S파라메터

Fig. 5. Measured(dot) and modeled(solid) S parameters for $2\times3\times20um^2$-AlGaAs/GaAs HBT at Ic= 22.75mA, Vce=4V.

Ⅲ. 결 론

HBT의 하이브리드-π 등가회로에 대한 파라메터 새로운 추출방법을 개발했다. 이 추출 방법은 베이스-컬렉터 분포 저항과 케페시턴스를 구하는 새로운 과정에 기초를 두고 있다. 내부 베이스 저항추출에 있어서 외부 접근 인덕턴스의 제거오차에 대한 영향도 수치적으로 분석되었다. 외부 인덕턴스의 오차에 민감하지 않음

을 알 수 있었다. 외부 베이스 저항의 제거에 대한 민감도를 계산함으로써 전체 베이스저항을 구하는 방법도 개발했다. 이 방법을 이용하면 외부 베이스 저항을 별도로 구하지 않고도 전체 베이스 저항을 구할 수 있다. 새로운 방법을 $2\times3\times20^2\mu$m AlGaAs/GaAs HBT에 적용해서 소신호 모델을 만들고 측정된 S-파라메터와 비교할 때 만들어진 모델은 측정데이터를 잘 예측함을 확인했다. 이 방법은 HBT의 소신호 모델에 적용될 수 있고 이를 기반으로 한 대신호 모델에도 적용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] D. Wu, D. L. Miller, M. Fukuda, and Y. Yun, "*Unique determination of AlGaAs/GaAs HBT's Small-Signal Equivalent Circuit Parameters*," 1993 GaAs IC Symposium, pp 252-262.

[2] D. Costa, W. U. Liu, and J. S. Harris, "*Direct Extraction of the AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transistor Small-Signal Equivalent Circuit,*" IEEE Trans. on Electron Devices, pp. 2018-2024, Sept. 1991.

[3] H. Ghaddab, F. M. Ghannouchi, F. Choubani, and A. Bouallegue, "*Small-Signal Modeling of HBT's Using a Hybrid Optimization/ tatistical Technique,*" IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. Vol. 46, No. 3, pp. 292-298, Mar. 1998.

[4] D. A. Teeter and W. R. Curtice, "Comparison of Hybrid Pi and Tee HBT Circuit Topologies and Their Relationship to Large Signal Modeling," 1997 MTT-S Int. Microwave Symposium, Vol. pp. 375-378.

[5] Y. Govert, P. J. Tasker, and K. H. Bachem, "*A Physical, Yet Simple, Small-Signal Equivalent Circuit for the Heterojunction Bipolar Transistor,*" IEEE Trans. On Microwave Theory and Tech., Vol. 45, No. 1, pp. 149-153, Jan. 1997.

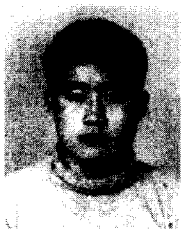
[6] A. Samelis and D. Pavlidis, "*A Heterojunction Bipolar Transistor Large-Signal Model for High Power Microwave Applications,*" 1995 IEEE MTT-s Digest, pp. 1231-1234.

[7] D. Wu, M. Fukuda, and Y. Yun, "*A Novel Extraction Method for Accurate Determination of HBT Large-Signal Model Parameters,*" 1995 IEEE MTT-s Digest, pp. 1235-1238.

[8] P. Baureis and D. Seitzer, "*Parameter Extraction for HBT's Temperature Dependent Large Signal Equivalent Circuit Model,*" GaAs IC Symposium, pp. 263-266, 1993.

[9] A. Laser and D. Pulfrey, "*Reconciliation of Methods for Estimating fmax for Microwave Heterojunction Transistors,*" IEEE Trans. Electron Devices, Vol. 38, No. 8, pp. 1685-1692, August, 1991.

저 자 소 개



石 殷 永(正會員)

1999년 2월 영남대학교 전자공학과 졸업. 1999년 3월~현재 영남대학교 대학원 석사과정 재학중. 주관심 분야는 RF&마이크로파 회로, 마이크로파 소자 모델링.

朴 容 完(正會員) 論文誌 第 35卷 D編 第 7號 參照

徐 暎 錫(正會員) 論文誌 第 35卷 D編 第 7號 參照

金 基 采(正會員)

1984년 영남대학교 전자공학(학사). 1986년 Keio Univ 전기공학(석사). 1989년 Keio Univ. 전기공학(박사). 1989년 4월~1993년 3월 한국표준과학연구원 전자파연구실 선임 연구원. 1993년 4월~1995년 8월 일본 후쿠오카공업대학 정보공학과 조교수. 1995년 9월~현재 영남대학교 전자정보공학부 부교수. 주관심분야 : EMC /EMI 안테나 및 측정시설, 소형안테나 및 전자파응용